

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

BEST AVAILABLE COPY Publication number : 07-015381

(43)Date of publication of application : 17.01.1995

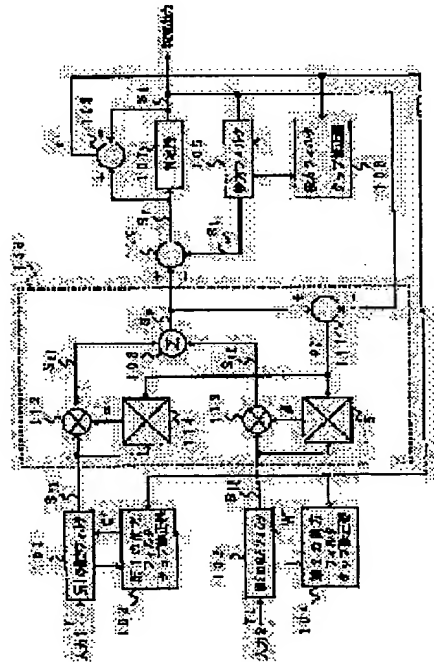
(51)Int.Cl. H04B 7/08
H04B 3/06(21)Application number : 05-155439 (71)Applicant : NEC CORP
(22)Date of filing : 25.06.1993 (72)Inventor : TSUJIMOTO ICHIRO

(54) INTERFERENCE WAVE ELIMINATOR

(57)Abstract:

PURPOSE: To obtain an interference wave eliminator which provides an interference wave and adaptive equalization simultaneously with satisfactory adaptive following characteristic and an adaptive diversity receiver using the same.

CONSTITUTION: A discrimination feedback type equalizer comprises of first and second forward filters 101, 102 and a backward filter 105. The input/output difference of a discriminator 107 is found by a subtractor 109, and first MMSE control is performed by tap correctors 103, 104, and 106 setting the difference as a first error signal ϵ_1 . A second error signal ϵ_2 is found as the difference between the output of a synthesizer 108 and discrimination output independently from the adaptive control of the discrimination feedback equalizer, and second MMSE control is performed by correlators 114, 115. Such second MMSE control is different from the adaptive equalization of the discrimination feedback equalizer, which controls the diversity synthesis of the output of subtractors 112, 113 mainly. In other words, the interference wave due to power inversion using an LMS adaptive array can be eliminated by the second MMSE control.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 28.06.1993

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 20.08.1996

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2885612

[Date of registration] 12.02.1999

[Number of appeal against examiner's decision of rejection] 08-16233

[Date of requesting appeal against examiner's] 19.09.1996

decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japanese Patent Office

【特許請求の範囲】

【請求項1】 トランスバーサルフィルタで構成され、複数のダイバーシティ受信信号をそれぞれ入力され、かつ前方フィルタ出力信号をそれぞれ生成する複数の前方フィルタと、前記前方フィルタ出力信号をダイバーシティ合成し合成信号を生成する合成手段と、トランスバーサルフィルタで構成され、後方フィルタ入力信号に応じて後方フィルタ出力信号を生成する後方フィルタと、前記合成信号から前記後方フィルタ出力信号を減じ減算結果信号を生じる合成信号減算手段と、前記減算結果信号に応じて判定信号を生成し該判定信号を前記後方フィルタ入力信号として前記後方フィルタに供給する判定手段と、前記減算結果信号と前記判定信号との差を取り第1誤差信号を生成する第1誤差減算手段と、前記第1誤差信号に応じ前記前方フィルタ出力信号のタップ係数を修正する前方フィルタタップ修正手段と、前記第1誤差信号に応じ前記後方フィルタ出力信号のタップ係数を修正する後方フィルタタップ修正手段とを備えた干渉波除去装置において、前記合成手段は、前記前方フィルタ出力信号をダイバーシティルート毎に入力し、複素乗算を実行して該複素乗算出力信号を生成する複素乗算手段と、前記合成信号と判定信号との差を取り第2誤差信号を生成する第2誤差減算手段と、ダイバーシティ毎に前記第2誤差信号と前記前方フィルタ出力信号との相関を取り相関値を生成し、前記相関値を前記ダイバーシティ毎に前記複素乗算手段に乘じる相関手段とを備えていることを特徴とする干渉波除去装置。

【請求項2】 トランスバーサルフィルタで構成された複数の前方フィルタからの出力信号を合成し合成信号を生成する合成手段と、前記合成信号と後方フィルタの出力信号との差を現す減算結果信号を入力として判定信号を生成する判定手段と、前記減算結果信号と前記判定信号との差を表す第1誤差信号を生成し、この第1誤差信号に基づいて、前記前方フィルタ及び後方フィルタのタップ修正を行う第1制御系と、前記合成信号と前記判定信号との差に基づいて、前記前方フィルタの出力信号の制御を行う第2制御系とを備えたことを特徴とする干渉波除去装置。

【請求項3】 請求項1又は2記載の干渉波除去装置を備えたことを特徴とするダイバーシティ受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は干渉除去装置に関わり、ダイバーシティ方式を必要とするマルチパスフェージング回線において広帯域干渉波が存在する場合、干渉波除去およびマルチパス歪の適応等化を行なう干渉波除去装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 判定帰還形等化器（D F E : Decision F

eedback Equalizer）を用いて、マルチパス歪と広帯域干渉波を除去する従来技術の2重ダイバーシティ受信への適用例を図3に示す。

【0003】 図3において、301と302はトランスバーサルフィルタで構成される第1及び第2の前方フィルタ、303と304は第1及び第2のタップ修正器、305はトランスバーサルフィルタで構成される後方フィルタ、306は第3のタップ修正器、307は判定器、308は加算器、309と310は減算器である。

【0004】 図3に示す方式はピーター・モンセンが提案したもので、アイ・イー・イー・イー、トランスアクション・オン・コミュニケーションズ・ヴォリューム32、ナンバー1、1984年1月において「エムエムエスイー イコライゼーション オブ インターフィアランス オン フェーディング ダイバーシティ チャネルズ」として論文発表している。

【0005】 図3を用いて動作を説明する。通常の判定帰還形等化器では1個の前方フィルタ301により、インパルス応答の前縁による歪（プリカーサー歪）を除去し、1個の後方フィルタ305によりインパルス応答の後縁による歪（ポストカーサー歪）を除去する。図3に示すモンセン方式において、各ダイバーシティルートに対応した第1の前方フィルタ301および第2の前方フィルタ302の前方フィルタ出力信号 S_{f1} 、 S_{f2} は、合成器308によりダイバーシティ合成され、合成信号 S_p となる。ここで、各ダイバーシティでのプリカーサー歪は該当する前方フィルタにより除去される。判定器307からの判定信号 S_d を入力とする後方フィルタ305は、ダイバーシティ合成後のポストカーサー歪を推定し、減算器310にてダイバーシティ合成信号 S_p から減じて、合成信号減算信号 S_r を出力する。時間変化するインパルス応答に対してマルチパスによる符号間干渉が除去される動作は適応等化と呼ばれる。一方、判定器307の入出力間の差である判定器誤差信号（以下、第1誤差信号と呼ぶ） ε_1 と前方フィルタ301、304および後方フィルタ305の各タップに分布する信号を用いて、第1及び第2の前方フィルタタップ修正器303、304、及び後方フィルタタップ修正器306は、適応アルゴリズムによりタップ係数を修正する。この判定帰還形等化器を備えた受信機が対象としているのは対流圏散乱伝搬に代表されるマルチパスフェージング回線での高速デジタル伝送（10Mbps）であり、伝送速度に対してフェージング変化が非常に遅くなる。このような伝搬環境に対しては、タップ係数の修正には通常LMSアルゴリズムが用いられる。これは、あるサンプリング時刻 n におけるタップ係数を C^n とした場合、時刻 $n+1$ におけるタップは下記数1式のように修正される。

【0006】

【数1】

$$C^{n+1} = C^n - \mu \varepsilon^n u^n$$

【0007】ここで μ は修正係数、 ε^n は時刻 n における第1誤差信号、 u^n は時刻 n における該当するタップに分布している信号である。前記論文にて、この受信方式ではマルチパスフェージング環境下にて希望信号波とは独立な広帯域干渉が存在する場合、図3の判定帰還形等化器は、干渉を除去する効果があることが述べられている。これはダイバーシティが一種のパワーインバージョンアダプティブアレイの動作を行い、ダイバーシティ間での干渉波が相殺されるようにダイバーシティ合成が行われる為である。この場合、ダイバーシティ手段が、本来の信号強化手段としてでなく、干渉除去手段として用いられる為、外在的ダイバーシティ効果は得られない。しかしながらマルチパス伝搬により遅延分散した信号成分はトランスバーサルフィルタ構成の前方フィルタにより、時間領域の最大比合成で集束される為、内在的ダイバーシティ効果は保存される。すなわち前方フィルタ・バンクと後方フィルタとを、第1誤差信号の自乗平均が最小とするMMSE (Minimum Means Square Error) 制御することで、整合フィルタリング適応等化とパワーインバージョン干渉波除去を包括した信号処理が可能となる。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、前述した従来技術では、適応アルゴリズムおよび適応速度に関しての欠点を解決していない。実際の干渉波としては、隣接回線からの干渉以外に、飛翔体からの妨害電波を想定しなければならない。このような場合、干渉波の変化速度はフェージング変化より速くなり、干渉とマルチパス歪の除去をLMSアルゴリズムで追随させるのは難しくなる。特に、図3に示すモンセン方式の判定帰還形等化器は収束速度が遅いという欠点を渡辺幸次郎により1986年のアイ・シー・シー・シー セッション番号4.6.2.1の「アダプティブマッチト フィルタ アンド イッツ シグニフィカンس トウ アンティーマルチパス フェージング」において指摘している。これは第1誤差信号を用いたLMSアルゴリズムをダイバーシティを含めた前方フィルタおよび後方フィルタの全タップに適用する為であり、その相関行列のサイズが大となる為である。

【0009】ところで、マルチパス歪に対して収束速度が遅い上に、時間変動する干渉波が加わった場合、相関行列の固有値のバラツキがさらに大となり、適応収束速度はより深刻な問題となる。モンセンは、前述の論文において、適応アルゴリズムとしてカルマン・アルゴリズムの適用についてふれているが、これは複雑な処理を行う為、演算時間の上で問題があり、高速伝送に対してはその適用は現在のところ難しい。

【0010】そこで、本発明の技術的課題は、干渉波に

よる固有値のバラツキを抑えた干渉波除去装置とそれを用いた適応収束速度を改善した適応ダイバーシティ受信機を提供することにある。

【0011】

【課題を解決するための手段】本発明の干渉波除去装置は、トランスバーサルフィルタで構成され、複数のダイバーシティ受信信号をそれぞれ入力され、かつ前方フィルタ出力信号をそれぞれ生成する複数の前方フィルタと、前記前方フィルタ出力信号をダイバーシティ合成し合成信号を生成する合成手段と、トランスバーサルフィルタで構成され、後方フィルタ入力信号に応じて後方フィルタ出力信号を生成する後方フィルタと、前記合成信号から前記後方フィルタ出力信号を減じ減算結果信号を生じる合成信号減算手段と、前記減算結果信号に応じて判定信号を生成し該判定信号を前記後方フィルタ入力信号として前記後方フィルタに供給する判定手段と、前記減算結果信号と前記判定信号との差を取り第1誤差信号を生成する第1誤差減算手段と、前記第1誤差信号に応じ前記前方フィルタ出力信号のタップ係数を修正する前方フィルタタップ修正手段と、前記第1誤差信号に応じ前記後方フィルタ出力信号のタップ係数を修正する後方フィルタタップ修正手段とを備えた干渉波除去装置において、前記合成手段は、前記前方フィルタ出力信号をダイバーシティルート毎に入力し、複素乗算を実行して該複素乗算出力信号を生成する複素乗算手段と、前記合成信号と判定信号との差を取り第2誤差信号を生成する第2誤差減算手段と、ダイバーシティ毎に前記第2誤差信号と前記前方フィルタ出力信号との相関を取り相関値を生成し、前記相関値を前記ダイバーシティ毎に前記複素乗算手段に乗じる相関手段とを備えていることを特徴とする干渉波除去装置が得られる。

【0012】また、本発明によれば、トランスバーサルフィルタで構成された複数の前方フィルタからの出力信号を合成し合成信号を生成する合成手段と、前記合成信号と後方フィルタの出力信号との差を現す減算結果信号を入力として判定信号を生成する判定手段と、前記減算結果信号と前記判定信号との差を表す第1誤差信号を生成し、この第1誤差信号に基づいて、前記前方フィルタ及び後方フィルタのタップ修正を行う第1制御系と、前記合成信号と前記判定信号との差に基づいて、前記前方フィルタの出力信号の制御を行う第2制御系とを備えたことを特徴とする干渉波除去装置が得られる。

【0013】更に、本発明によれば、前記いずれかの干渉波除去装置を備えたことを特徴とするダイバーシティ受信機が得られる。

【0014】

【実施例】次に、本発明の実施例について図面を参照して説明する。図1は本発明の実施例に係る干渉波除去装置を示すブロック図で、2重ダイバーシティ方式における構成を示している。図1において、101と102

はトランスバーサルフィルタで構成される第1及び第2の前方フィルタ、103と104は第1及び第2のタップ修正器、105はトランスバーサルフィルタで構成される後方フィルタ、106は第3のタップ修正器、107は判定器、109と110は減算器、158は合成手段を夫々示している。ここで、合成手段158は、加算器108、第1及び第2の複素乗算器112と113、第1及び第2の相関器114と115、減算器111を夫々備えている。

【0015】第1及び第2の前方フィルタ101、102は、ダイバーシティ受信信号1、2をそれぞれ入力され、プリカーサ歪みの除去された前方フィルタ出力信号 S_{f1} 、 S_{f2} をそれぞれ生成する。

【0016】合成手段158は、第1及び第2の前方フィルタ101、102の前方フィルタ出力信号 S_{f1} 、 S_{f2} をダイバーシティ合成し合成信号 S_p を生成する。

【0017】後方フィルタ105は、判定器107からの判定信号 S_d に応じて、ポストカーサ歪みを除去した後方フィルタ出力信号 S_b を生成する。

【0018】減算器111は、合成信号 S_p から、後方フィルタ出力信号 S_b を減じ減算結果信号 S_r を生じらる。

【0019】判定器107は、減算器110の減算結果信号 S_r に応じて、判定信号 S_d を生成し、この判定信号 S_d を後方フィルタ入力信号として後方フィルタ105に供給する。

【0020】第1誤差減算器109は、判定器107の入出力信号の差、即ち、減算結果信号 S_r と判定信号 S_d との差を取り第1誤差信号 ε_1 を生成する。前方フィルタタップ修正手段103、104は、第1誤差信号 ε_1 に応じ、前方フィルタ出力信号 S_{f1} 、 S_{f2} のタップ係数を修正する。

【0021】後方フィルタタップ修正手段は、第1誤差信号 ε_1 に応じ、後方フィルタ出力信号 S_b のタップ係数を修正する。

【0022】複素乗算器112、113は、前方フィルタ出力信号 S_{f1} 、 S_{f2} をダイバーシティ毎に入力し、複素乗算を実行して、この複素乗算出力信号 S_{c1} 、 S_{c2} を生成する。第2誤差減算器111は、合成信号 S_p と判定信号 S_d との差を取り、第2誤差信号 ε_2 を生成する。相関器114、115は、ダイバーシティ毎に第2誤差信号 ε_2 と前方フィルタ出力信号 S_{f1} 、 S_{f2} と

$$C^T = [C_0 \ C_1 \ C_2] \triangleq \alpha C' = \alpha [C_0' \ C_1' \ C_2']$$

【0026】

$$W^T = [W_0 \ W_1 \ W_2] \triangleq \beta W' = \beta [W_0' \ W_1' \ W_2']$$

【0027】上記数2式及び数3式で示される C^T 及び W^T を第1及び第2のタップ修正器1と2が出力する新たなタップ係数ベクトル C 、 W とすれば良い。従って図

の相関を取り相関値 α 、 β を生成し、この相関値 α 、 β を示す信号を前記ダイバーシティ毎に複素乗算器112、113に入力する。複素乗算器は、前方フィルタ出力信号 S_{f1} 、 S_{f2} に相関値 α 、 β を複素乗算を実行して、複素乗算出力信号 S_{c1} 、 S_{c2} を生成する。

【0023】図2は図1の干渉波除去装置の干渉除去動作を説明する為の図である。

【0024】図2において、201はサンプル値を S_n とする希望信号波源、202はサンプル値を J_n とする干渉波源、203は S_n の受信機入力1に対する伝送系インパルス応答 h^1 、204は S_n の受信機入力2に対する伝送系インパルス応答 h^2 、205は J_n の受信機入力1に対する伝送系インパルス応答 g^1 、206は J_n の受信機入力2に対する伝送系インパルス応答 g^2 、211および212は $T/2$ (T :シンボル周期)間隔の3段シフトレジスタ、213および214はそれぞれ3個の乗算器、215は T 間隔の2段シフトレジスタ、216は2個の乗算器、217および218は加算器、107は判定器、110と109と111は減算器である。但し、図1における第1及び第2の前方フィルタタップ修正器103と104と後方フィルタタップ修正器106に関しては、図2における図示を省略している。ここで、図1における相関器114と115からの相関値であるタップ係数を α 、 β とする。また第1及び第2の前方フィルタタップ修正器103と104が出力するタップ係数ベクトルを C' 、 W' とする。この場合、図1の入力1を r_1 とすれば、 r_1 は第1の前方フィルタ101において畳込み演算によりタップ係数ベクトル C' が乗じられ、第1の前方フィルタ101の前方フィルタ出力信号は、 $r_1 * C'$ を表すものとなる。さらに、これに図1の複素乗算器112にてタップ係数 α が乗じられる為、複素乗算器112の複素乗算出力信号 S_c は、 $r_1 * \alpha C'$ を表すものとなる。すなわち第1及び第2のタップ修正器103と104が出力するタップ係数ベクトル C' 、 W' に、相関器114と115が出力するタップ係数 α と β とをそれぞれ乗じて、図1の複素乗算器112と113を省略しても等価である。この場合、図2において、下式数2式及び数3式が成り立つ。

【0025】

【数2】

【数3】

2では、図1の複素乗算器112と113および相関器114と115を省略している。

【0028】図2において、希望波 S_n および J_n は互

いに独立な広帯域変調信号であるとし、1シンボル以上離れた相互相関はゼロであると仮定する。またインパルス応答203, 204, 205および206には互いに独立なレーリーフェージングが付加されているものとする。

【0029】従来技術のモンセン方式では、図2に示す判定帰還形等化器の全タップ係数を第1誤差信号 ε 1に

$$\begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & -H_1 \\ R_{21} & R_{22} & -H_2 \\ H_1^T & H_2^T & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C \\ W \\ D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h^1 \\ h^2 \\ 0 \end{bmatrix}$$

【0031】ここで、Tは転置を、*は複素共役を示す。また、Iは2行2列の単位行列である。

$$R_{lm} = \begin{bmatrix} R_{lm}(0) & R_{lm}(+1) & R_{lm}(+2) \\ R_{lm}(-1) & R_{lm}(0) & R_{lm}(+1) \\ R_{lm}(-2) & R_{lm}(-1) & R_{lm}(0) \end{bmatrix}$$

【0033】

$$R_{lm}(K) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (h_n^1 h_{n-k}^{m*} + g_n^1 g_{n-k}^{m*}) \quad \text{【数6】}$$

注： h_n^1 はインパルス応答 h^1 ($l=1, 2$)の時刻 n におけるサンプル値を示す。

【0034】

【数7】

$$H_1 = \begin{bmatrix} h_1^{1*} & h_2^{1*} \\ h_2^{1*} & h_3^{1*} \\ h_3^{1*} & h_4^{1*} \end{bmatrix}$$

【0035】

【数8】

$$H_2 = \begin{bmatrix} h_1^{2*} & h_2^{2*} \\ h_2^{2*} & h_3^{2*} \\ h_3^{2*} & h_4^{2*} \end{bmatrix}$$

よる自乗平均誤差が最小となる制御を行っている。この時、タップ係数を未知数とした正規(ウィナー・ホップ)方程式は下記の数4, 数5, 数6, 数7, 及び数8式のように示せる。

【0030】

【数4】

【0032】

【数5】

【0036】数4式において、C, W, Dはそれぞれダイバシティルート1および2の前方フィルタ、後方フィルタのタップ係数ベクトルで下記数9式及び数10式のように示せる。また、 h^1 および h^2 はインパルス応答 h^1 および h^2 のサンプル値ベクトルで、それぞれ下記の数9式及び数10式のように示される。

【0037】

【数9】

$$C^T = [C_0 \ C_1 \ C_2] \quad W^T = [W_0 \ W_1 \ W_2] \quad D^T = [d_1 \ d_2]$$

【0038】

【数10】

$$h^1 = [h^{1*}_0 \ h^{1*}_1 \ h^{1*}_2], \quad h^2 = [h^{2*}_0 \ h^{2*}_1 \ h^{2*}_2]$$

【0039】数4式に示す正規方程式において左辺行列はモンセン方式判定帰還形等化器の相関行列であり、そのサイズは図2に示す構成では、 8×8 となる。従って最急降下法あるいはLMSアルゴリズムにてタップ修正

を行った場合、第1誤差信号の自乗平均値による時刻 n における評価関数 ξ は次の数11式で示される。

【0040】

【数11】

$$\xi_n = \xi_{\min} + \sum_{i=1}^8 (\Delta_0^T q_i)^2 \lambda_i \left\{ \prod_{k=1}^n (1 - \mu \lambda_i)^2 \right\}$$

【0041】ここで、 ξ_{\min} は評価関数の限界最小値、 Δ_0 は全タップに関しての、初期値と理想解との誤差ベクトル、 q_i は i 番目タップに対する固有ベクトル、 λ_i は 8×8 の相関行列に対する固有値、 μ はLMSアルゴリズムにおけるタップ修正係数である。数10式から明らかなようにダイバーシティ次数が増加あるいはフィルタタップ数が増加するにつれ、相関行列のサイズが大きくなり、自乗平均誤差が最小となるまでの収束時間が長くなることが分かる。特に固有値 λ_i がバラツキとその収束速度は劣化する。

【0042】ところで、本発明の実施例では、図1に示すように第2減算器111が出力する第2誤差信号 ε_2 を導入し、相関器114と115、及び複素乗算器112と113から成る第2のMMSE相関ループを導入している。具体的には、第2誤差信号 ε_2 の自乗平均が最小となるように複素乗算器112と113に乘じるタップ係数 α 、 β を逐次更新している。これはアダプティブアレイでよく用いられているLMS相関ループと等価なものであり、不要な干渉妨害に対してアンテナパターンのナリングと同様の動作を行う。すなわちダイバーシティルート間の干渉波どうしが逆相キャンセル条件となるようにタップ係数 α と β を制御しながらダイバーシティ合成を行い合成信号 S_p を出力する。特にこのLMSアレイはD/U（希望信号レベル対干渉波レベル）がマイナスとなるような厳しい環境に対して早い収束特性を示す。さらにマルチパス歪が存在し、かつ干渉妨害も存在する場合、第2のMMSEループはマルチパス歪よりも干渉波の方に敏感に反応する。その理由は乗算器112と113はトランスバースルフィルタでは無い為、その動作が振幅位相制御のみに制限されている為である。言い替えば、複素乗算器112と113ではトランスバースルフィルタリング適応等化が不可能であり、干渉波の逆相合成のみに専念する。

【0043】従って、第1誤差信号 ε_1 による第1の制御系（第1のMMSE制御系）は203と206の伝搬路変動要素によるマルチパス歪を除去するように前方フィルタと後方フィルタのタップ係数修正を行う。他方、第2の制御系（第2のMMSE制御系）は、204と2

06の伝搬路変動要素を受けた受信干渉波の逆相キャンセル動作を行う。このように第1のMMSE制御系による制御は適応等化に、第2のMMSE制御は干渉波除去に役割分担を行わせることにより、従来1つのMMSE制御のみに適応等化と干渉波除去とを負擔させていたことと比較すると、第1及び第2の2つのMMSE制御系による並列処理の方が処理速度が改善されと考えられる。

【0044】このことを下記においてもう少し詳しく述べる。

【0045】一般に複数の制御ループが存在すると、制御ループ間で競合現象が発生し問題となることがある。これを回避する手段は制御ループ間の時定数（応答速度）に差を持たせることである。ここでは干渉波の方がマルチパス波よりも早く変動しているモデルを対象としているので、第2の制御系の方を第1の制御系よりも早い応答速度に設定する。具体的にはLMSアルゴリズムなどの修正係数について、第1の制御系の方を第2の制御系よりも小さくする。これにより干渉波除去の方を適応等化よりも早く確立させ、適応等化は干渉除去の後、適応収束させるようにする。干渉波の方がマルチパス歪の除去動作よりも前に除去される為、図1の第1及び第2の前方フィルタ101と102に夫々供給されるタップ係数 C' 、 W' はマルチパス歪除去の解に収束するだけで良い。すなわち数5式および数6式の相関行列から干渉波による相関係数 $g^1_n \ g^{m*}_{n-k}$ を削除することが出来る。これは相関行列 R_{lm} の電力から干渉波電力を削除し、相関行列の電力に対応する固有値を小さくできる。

【0046】一般に、相関行列の電力を示すものはトレースと呼ばれ、次の数12式で定義される。

【0047】

【数12】

$$\text{tr} [R] = \sum_{i=1}^M \lambda_i$$

【0048】上記数12式より明らかなように固有値が

小さくなることは受信入力電力の低下を意味する。他方、LMSによるMMSE制御系が収束するための条件は、下記の数13式によって示される。

【0049】

【数13】

$$0 < \mu < (2 / t_r [R])$$

【0050】修正係数が上記数13式の右辺を越える値を取ると収束せず制御は発散する。これを物理的に解釈すると、干渉波電力が大きく相関行列の固有値が大きくなると、数13式の右辺が小さくなる。これに応じて収束条件を満足するには、修正係数 μ を小さくせざるを得ない。 μ を小さくするということは適応追従速度を遅くすることであり、収束性が劣化する。ところで上記で述べたように図1の第2のMMSE制御ループで干渉波をキャンセルさせるので、上記固有値を干渉波電力の分だけ小さくでき、数13式の右辺を大きくできる。従って、第1のMMSE制御系に該当する修正係数 μ を必要以上に小さくしなくても良い為、収束速度の劣化は生じない。以上の動作により従来方式の収束速度劣化という問題を解決する。

【0051】

【発明の効果】以上説明したように、本発明は、ダイバーシティ合成とマルチパスフェージングによる符号間干渉を除去する受信機において、判定帰還形等化器の前方フィルタ及び後方フィルタのタップ係数を補正する第1の制御系（第1のMMSE系）とは、独立にLSMアレイ系を干渉波除去装置内部のダイバーシティ合成に適用することで、適応等化と干渉除去を、判定手段に入力するダイバーシティ合成信号から後方フィルタ出力信号を減算した信号と、判定手段の出力信号である判定信号との差を示す第1誤差信号により前方及び後方フィルタのタップ修正を行い、合成信号から判定信号の差を表す第2誤差信号によって相関係数を前方フィルタ出力信号に複素乗算する第1及び第2の制御系という2つのMMSE制御系により並列処理できる為、適応収束速度を高速化が可能となり、従って、マルチパスフェージングよりも高速に変動する干渉波および希望信号妨害比（D／

U）がマイナスとなるような干渉波に対しても、良好な追従特性を発揮する効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例における干渉波除去装置の構成を示すブロック図である。

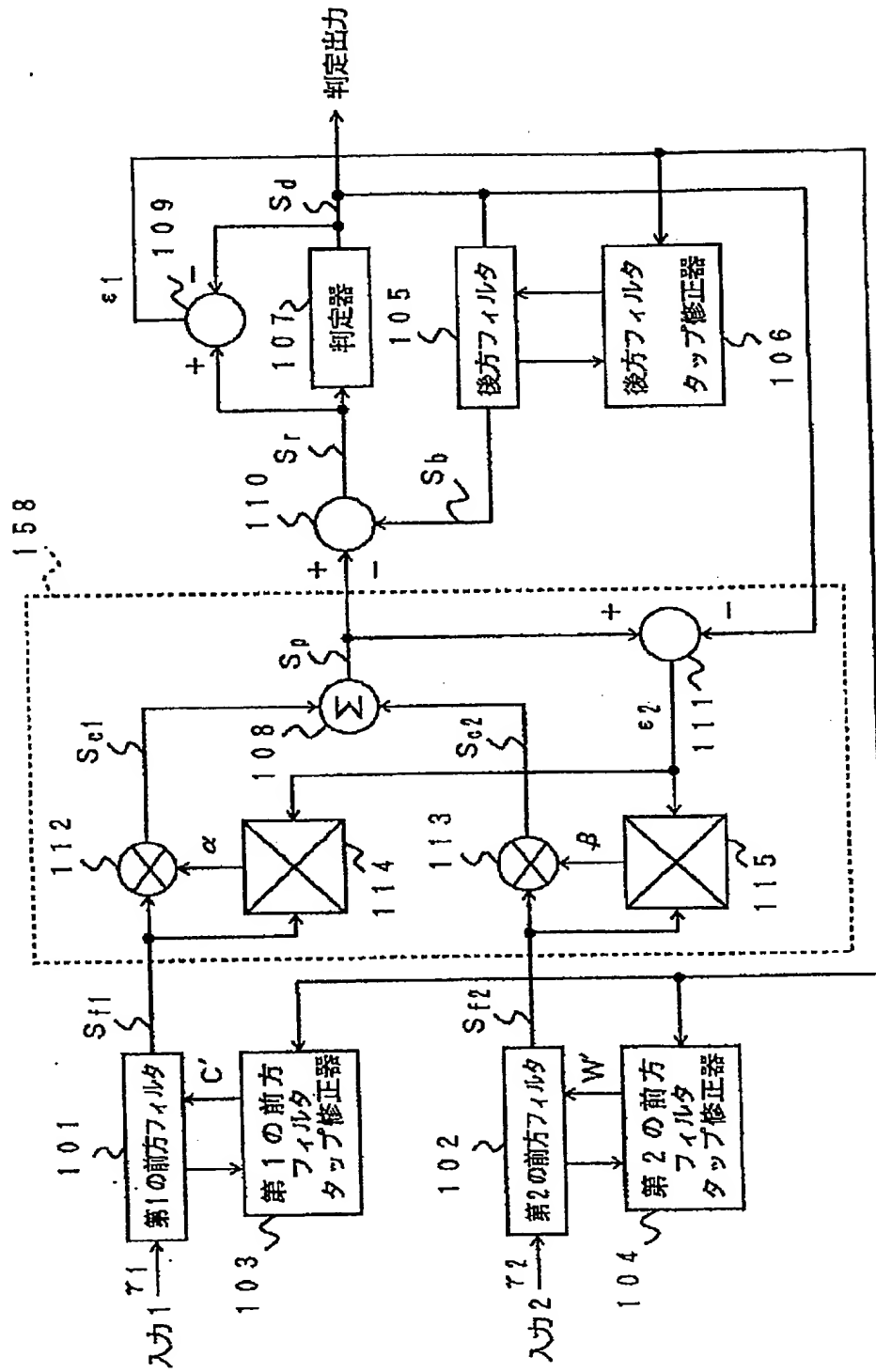
【図2】図1の干渉波除去装置の動作説明用図の、3タップの前方フィルタおよび2タップの後方フィルタを用いた2重ダイバーシティでの説明図である。

【図3】従来例に係る干渉波除去装置の構成を示すブロック図である。

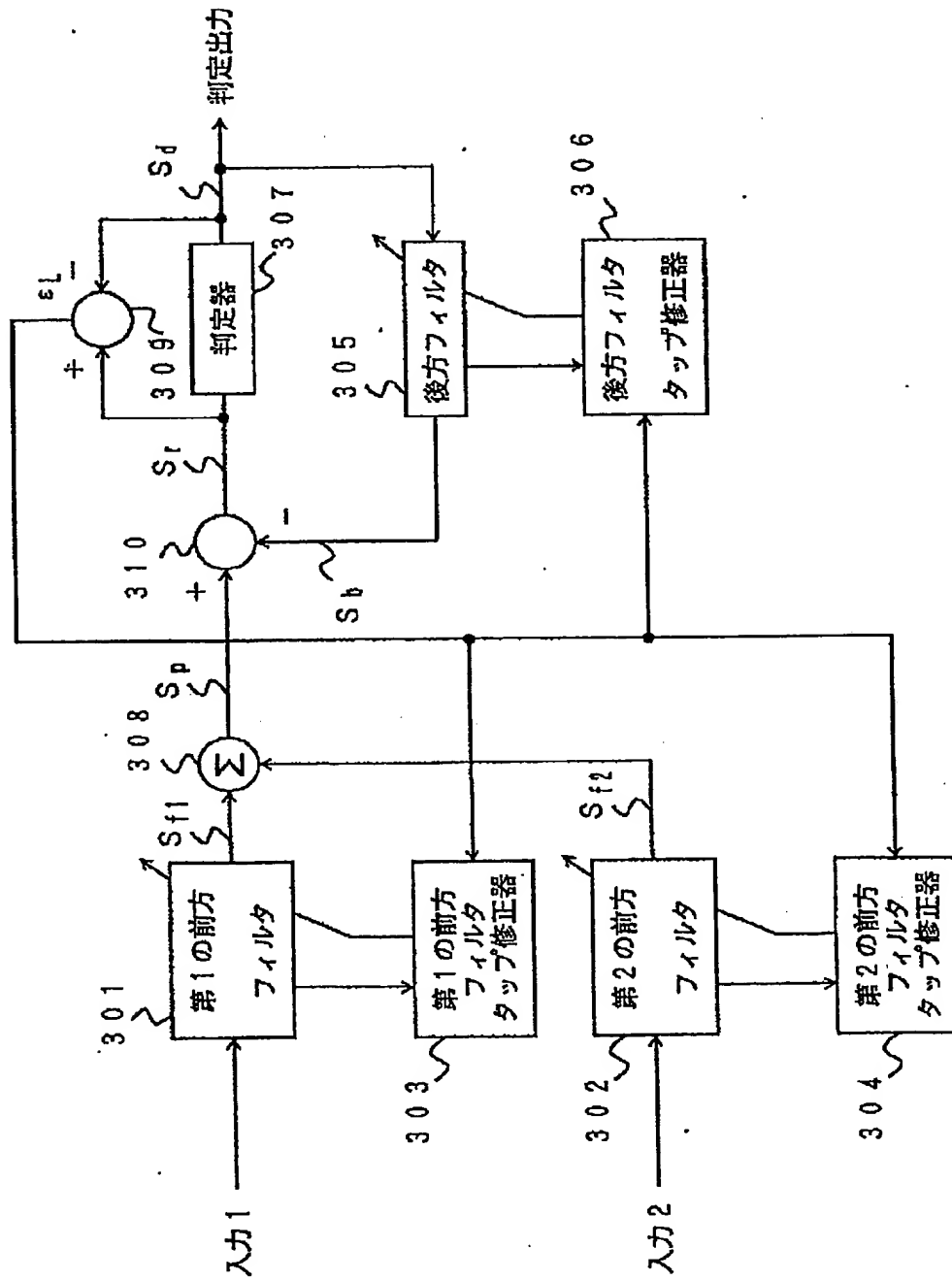
【符号の説明】

- | | |
|---------------|-----------------------------------|
| 101, 102 | 第1及び第2の前方フィルタ |
| 103, 104 | 第1及び第2の前方フィルタタップ修正器 |
| 105 | 後方フィルタ |
| 106 | 後方フィルタタップ修正器 |
| 107 | 判定器 |
| 108 | 加算器 |
| 109, 110, 111 | 減算器 |
| 112, 113 | 複素乗算器 |
| 114, 115 | 相関器 |
| 201 | サンプル値を S_n とする希望信号波源 |
| 202 | サンプル値を J_n とする干渉波源 |
| 203 | S_n の受信機入力1に対する伝送系インパルス応答 h^1 |
| 204 | S_n の受信機入力2に対する伝送系インパルス応答 h^2 |
| 205 | J_n の受信機入力1に対する伝送系インパルス応答 g^1 |
| 206 | J_n の受信機入力2に対する伝送系インパルス応答 g^2 |
| 211, 212 | $T/2$ (T :シンボル周期) 間隔の3段シフトレジスタ |
| 213, 214 | それぞれ3個の乗算器 |
| 215 | T 間隔の2段シフトレジスタ |
| 216 | 2個の乗算器 |
| 218 | 加算器 |

【図1】



【図3】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☒ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.